

(19)日本国特許庁 (J P)

## (12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2000-152627

(P2000-152627A)

(43)公開日 平成12年5月30日 (2000.5.30)

(51)Int.Cl.  
H 02 M 3/335  
3/28

識別記号

F I  
H 02 M 3/335  
3/28

テ-マコト\*(参考)  
△ 5 H 7 3 0  
H

(21)出願番号 特願平10-324058  
(22)出願日 平成10年11月13日 (1998.11.13)

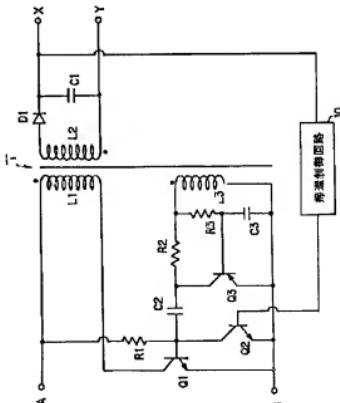
(71)出願人 00023/721  
富士電気化学株式会社  
東京都港区新橋5丁目36番11号  
(72)発明者 中尾 文昭  
東京都港区新橋5丁目36番11号 富士電気  
化学株式会社内  
(72)発明者 大田 智嗣  
東京都港区新橋5丁目36番11号 富士電気  
化学株式会社内  
(74)代理人 100071283  
弁理士 一色 健輔 (外2名)  
Pターム(参考) 5H730 AA14 BB43 BB55 DD02 DD27  
EE02 ED07 FD01 FD24 ZZ16

## (54)【発明の名称】 リンギングチョークコンバータ

## (57)【要約】

【課題】 負荷変動幅がきわめて大きてもスイッチング周波数の変動幅を小さく抑制することができ、効率を向上できることにもとづいて、特性を改善できるリンギングチョークコンバータの改良技術を提供する。

【解決手段】 スイッチングトランジスタQ1のターンオフ時の回路動作の変化を検出し、その検出時期からあらかじめ設定された所定時間後にQ1を強制的にターンオンさせるターンオン時間制御系がある。この制御系は、Q1と異なる導電型の制御用トランジスタQ3と抵抗R3およびコンデンサC3からなる。Q3のコレクタが抵抗R2とコンデンサC2の接続点に接続され、トランジスタQ3のエミッタがベース巻線L3に接続され、トランジスタQ3のベースとベース巻線L3の前記一端との間に抵抗R3が接続され、トランジスタQ3のベースとエミッタとの間にコンデンサC3が接続されている。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 つぎの事項(1)～(6)により特定される発明。

(1) リングングチョークコンバータと称されている自励型DC-DCCコンバータである。

(2) トランジスの1次巻線の一端が入力端子の一方に接続され、この1次巻線の他端がスイッティングトランジスタのコレクタに接続され、このスイッティングトランジスタのエミッタが入力端子の他方に接続されている。

(3) 前記トランジスの2次巻線の出力が整流平滑素子を介して出力端子に接続されている。

(4) 前記トランジスのベース巻線の一端がベース駆動素子を介して前記スイッティングトランジスタのベースに接続され、このベース巻線の他端が前記スイッティングトランジスタのエミッタに接続されている。このベース駆動系による自励発振により前記スイッティングトランジスタがオンオフを繰り返す。

(5) 前記出力端子の電圧を直接あるいは間接に検出し、その検出電圧に応じて前記スイッティングトランジスタのターンオフ時期を可変制御することで前記出力端子の電圧を安定化するためのターンオフ時期制御系がある。

(6) 前記スイッティングトランジスタのターンオフ時の回路動作の変化を検出し、その検出時期からあらかじめ設定された所定時間後に前記スイッティングトランジスタを強制的にターンオンさせるクーンオン時期制御系がある。

【請求項2】 請求項1に記載のリングングチョークコンバータであって、つぎの特定事項(21)～(22)を備える。

(21) 前記ベース駆動素子は、一端が前記ベース巻線に接続された抵抗aと、一端が前記スイッティングトランジスタのベースに接続されたコンデンサbとの直列回路である。

(22) 前記ターンオン時期制御系は前記スイッティングトランジスタと異なる導電型のトランジスタと抵抗dおよびコンデンサeからなる。トランジスタcのコレクタが抵抗aとコンデンサbの接続点に接続され、トランジスタcのエミッタが前記ベース巻線の前記他端に接続され、トランジスタcのベースと前記ベース巻線の前記一端との間に抵抗dが接続され、トランジスタcのベースとエミッタとの間にコンデンサeが接続されている。

【請求項3】 請求項2に記載のリングングチョークコンバータであって、前記トランジスタcのコレクタがコレクタ電流と順方向のダイオードfを介して前記抵抗aと前記コンデンサbの接続点に接続されている。

【請求項4】 請求項2または請求項3に記載のリングングチョークコンバータであって、前記抵抗dと並列にダイオードgが接続され、このダイオードgを通して流れれる電流により前記コンデンサeが充電されて前記トランジスタcが逆バイアスされる。

【請求項5】 請求項1～4のいずれかに記載のリングングチョークコンバータであって、前記トランジスとしで、1次巻線を流れる電流が小さい領域でインダクタンスがより大きくなる非線形特性のものを使用した。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】 この発明は自励型DC-DCCコンバータの一種であるリングングチョークコンバータの改良に関する。

## 【0002】

【従来の技術】 リングングチョークコンバータは、構成部品が少なくて安価であり、安定した特性を容易に実現できることから、VTRなどの一般的な電子回路装置の電源として多用されている。リングングチョークコンバータの従来の代表的な構成を図1に示している。トランジスTの1次巻線L1の一端が入力端子の一方Aに接続され、1次巻線L1の他端がスイッティングトランジスタQ1のコレクタに接続され、スイッティングトランジスタQ1のエミッタが入力端子の他方Bに接続されている。トランジスTの2次巻線L2の出力が整流平滑素子(ダイオードD1・コンデンサC1)を介して出力端子X・Yに接続されている。トランジスTのベース巻線L3の一端がベース駆動素子(抵抗R2とコンデンサC2の直列回路)を介してスイッティングトランジスタQ1のベースに接続され、ベース巻線L3の他端がスイッティングトランジスタQ1のエミッタに接続されている。スイッティングトランジスタQ1のベースが起動抵抗R1を介して入力端子Aに接続されている。このベース駆動系による自励発振により前記スイッティングトランジスタがオンオフを繰り返す。

【0003】 以上がリングングチョークコンバータのよく知られた原理的な構成である。この基本回路系には出力電圧Voutを一定値に保つ作用はない。そこで、出力電圧Voutを直接的あるいは間接的に検出し、その検出電圧に応じてスイッティングトランジスタQ1のターンオフ時期を可変制御することで出力電圧Voutを安定化させるターンオフ時期制御系を付加している。図1において、スイッティングトランジスタQ1のベース・エミッタ間に接続した制御用トランジスタQ2とこれを駆動する帰還制御回路10がターンオフ時期制御系を示している。スイッティングトランジスタQ1のオン時間において、帰還制御回路10の出力を受けて制御用トランジスタQ2がオンすると、Q1のベース電流がQ2に横取りされ、Q1が強制的にターンオフする。これによりスイッティングトランジスタQ1のオン時間が調整され、出力電圧Voutを一定に保つフィードバック制御が働く。

## 【0004】

【発明の解決しようとする課題】 よく知られているように、リングングチョークコンバータでは、入力電圧と出

力電圧が一定であれば、発振周波数は負荷電流に反比例して軽負荷になるほど高くなる。リシギングチャーコンバータを設計するとき、当然ながら、最大負荷時に既定の電力を供給できるように設計する。そして最小負荷が最大負荷の1/10などとする。この場合、最小負荷時のスイッチング周波数は原理的には最大負荷時の10倍ほどになってしまふ。周波数が高くなると、スイッチング損失が増え、効率が低下する。また不要輻射ノイズの問題が大きくなる。VTRなどの電源にリシギングチャーコンバータを用いる場合、待機モードでの最小負荷と通常使用モードでの最大負荷との差はきわめて大きく、そのため待機モードでのスイッチング周波数がきわめて高くなり、効率低下とノイズ増大の問題が目立つようになる。

【0005】この発明は前述した従来の問題点に鑑みされたもので、その目的は、負荷変動幅がきわめて大きてもスイッチング周波数の変動幅を小さく抑制することができ、効率を向上できるとともにノイズ特性を改善できるリシギングチャーコンバータの改良技術を提供することにある。

#### 【0006】

【課題を解決するための手段】====請求項1の発明=====

(1) リシギングチャーコンバータと称されている自励型DC-DCコンバータである。

(2) トランジスタの1次巻線の一端が入力端子の一方に接続され、この1次巻線の他端がスイッチングトランジスタのコレクタに接続され、このスイッチングトランジスタのエミッタが入力端子の他方に接続されている。

(3) 前記トランジスタの2次巻線の出力が整流平滑素子を介して出力端子に接続されている。

(4) 前記トランジスタのベース巻線の一端がベース駆動素子を介して前記スイッチングトランジスタのベースに接続され、このベース巻線の他端が前記スイッチングトランジスタのエミッタに接続されている。このベース駆動系による自動発振により前記スイッチングトランジスタがオンオフを繰り返す。

(5) 前記出力端子の電圧を直接的あるいは間接的に検出し、その検出電圧に応じて前記スイッチングトランジスタのターンオフ時期を可変制御することで前記出力端子の電圧を安定化するためのターンオフ時期制御系がある。

(6) 前記スイッチングトランジスタのターンオフ時の回路動作の変化を検出し、その検出時期からあらかじめ設定された所定時間後に前記スイッチングトランジスタを強制的にターンオンさせるターンオン時期制御系がある。

【0007】====請求項2の発明=====  
請求項1に記載のリシギングチャーコンバータであつて、つぎの特定事項(21) (22)を備える。

(21) 前記ベース駆動素子は、一端が前記ベース巻線に接続された抵抗aと、一端が前記スイッチングトランジスタのベースに接続されたコンデンサbとの直列回路である。

(22) 前記ターンオフ時期制御系は前記スイッチングトランジスタと異なる導電型のトランジスタcと抵抗dおよびコンデンサeからなる。トランジスタcのコレクタが抵抗aとコンデンサbの接続点に接続され、トランジスタcのエミッタが前記ベース巻線の前記他端に接続され、トランジスタcのベースと前記ベース巻線の前記一端との間に抵抗dが接続され、トランジスタcのベースとエミッタとの間にコンデンサeが接続されている。

【0008】====請求項3の発明=====

請求項2に記載のリシギングチャーコンバータであつて、前記トランジスタcのコレクタがコレクタ電流と順方向のダイオードfを介して前記抵抗aと前記コンデンサbの接続点に接続されている。

【0009】====請求項4の発明=====

請求項2または請求項3に記載のリシギングチャーコンバータであつて、前記抵抗dと並列にダイオードgが接続され、このダイオードgを通して流れれる電流により前記コンデンサeが充電されて前記トランジスタcが逆バイアスされる。

【0010】====請求項5の発明=====

請求項1~4のいずれかに記載のリシギングチャーコンバータであつて、前記トランジストとして、1次巻線を流れる電流が小さい領域でインダクタンスがより大きくなる非矩形特性のものを使用した。

【0011】

【発明の実施の形態】この発明の一実施例によるリシギングチャーコンバータの回路構成を図2に示している。これは図1に示した従来のリシギングチャーコンバータに本発明によるターンオフ時期制御系をつけ加えた形の実施例である。トランジスタTの各巻線L1・L2・L3と、スイッチングトランジスタQ1と、整流ダイオードD1および平滑コンデンサC1と、ベース駆動素子としての抵抗R2およびコンデンサC2と、出力電圧安定化ための補償制御回路10および制御用トランジスタQ2の接続関係は図1の従来回路とまったく同じであり、その回路動作も同じである。

【0012】図2に示すように、前記ベース駆動素子は、一端がベース巻線L3に接続された抵抗R2と、一端がスイッチングトランジスタQ1のベースに接続されたコンデンサC2との直列回路である。これに開通して前記ターンオフ時期制御系をつきのように回路構成している。ターンオフ時期制御系はスイッチングトランジスタQ1と異なる導電型の制御用トランジスタQ3と抵抗R3およびコンデンサC3からなる。制御用トランジスタQ3のコレクタが抵抗R2とコンデンサC2の接続点に接続され、トランジスタQ3のエミッタがベース巻線

L<sub>3</sub>の前記他端に接続され、トランジスタQ<sub>3</sub>のベースとベース巻線L<sub>3</sub>の前記一端との間に抵抗R<sub>3</sub>が接続され、トランジスタQ<sub>3</sub>のベースとエミッタとの間にコンデンサC<sub>3</sub>が接続されている。

【0013】つぎにターンオン・時制御系の動作を説明する。図2の回路の主要部の動作波形を図3に示している。スイッチングトランジスタQ<sub>1</sub>がオンしていく1次巻線L<sub>1</sub>の電流I<sub>c</sub>が漸増している。この期間、Q<sub>1</sub>のベースに接続されているコンデンサC<sub>2</sub>はベース側がマイナスでR<sub>2</sub>側がプラスとなる方向に充電されている。スイッチングトランジスタQ<sub>1</sub>がターンオフすると、それまでトランジストTに蓄積されたエネルギーが放出され、2次巻線L<sub>2</sub>に電流が逆流する。この期間、Q<sub>1</sub>のベースに接続されているコンデンサC<sub>2</sub>は、起動抵抗R<sub>1</sub>などを通じ、前記とは逆にベース側がプラスでR<sub>2</sub>側がマイナスとなる方向に充電される。そして、ベース巻線L<sub>3</sub>に生じた電流がC<sub>3</sub>→R<sub>3</sub>と流れ、コンデンサC<sub>3</sub>が徐々に充電される。コンデンサC<sub>3</sub>の充電電圧がある値になったところで制御用トランジスタQ<sub>3</sub>がオンする。制御用トランジスタQ<sub>3</sub>がオンすると、Q<sub>1</sub>のベースに接続されているコンデンサC<sub>2</sub>のR<sub>2</sub>側の電位がQ<sub>1</sub>のエミッタ電位にはば等しくなるので、Q<sub>1</sub>のベース電位がエミッタ電位に対してC<sub>2</sub>の充電電圧分だけ高くなり、スイッチングトランジスタQ<sub>1</sub>がターンオンする。

【0014】このようにターンオン・時制御系は、トランジストTの蓄積エネルギーがリセットする前に(自励発振作用によりターンオンする前に)、スイッチングトランジスタQ<sub>1</sub>を強制的にターンオンさせるよう作用する。Q<sub>1</sub>がターンオフから強制的ターンオンの動作が引き起こされるまでの時間T<sub>Max</sub>は、ターンオン時制御系の素子特性によりある範囲で自由に設定可能である。図2の実施例の回路では、コンデンサC<sub>3</sub>と抵抗R<sub>3</sub>の時定数を変えることで時間T<sub>Max</sub>を変えることができる。

【0015】以上のようにして、スイッチングトランジスタQ<sub>1</sub>のオフ時間の上限が時間T<sub>Max</sub>によって制限される。そのため負荷電流を少しづつ増やしても、それに反比例してスイッチング周波数が低下せず、周波数の低下はある値に制限される。そのような強制的ターンオンが効率的に働いている領域では、トランジストTの蓄積エネルギーが完全に放出される前にスイッチングトランジスタQ<sub>1</sub>がターンオンし、つぎのエネルギー蓄積動作が開始されることになる。そのため図3に示した1次巻線電流I<sub>c</sub>の波形図において、ターンオン時の初期電流値△<sub>i</sub>はトランジストTの残留エネルギーによる電流分である。負荷電流の変動はこの電流分△<sub>i</sub>の変動として入力側から観測されることになる。なお、負荷電流がきわめて小さい領域では強制的ターンオンが引き起こされる前にトランジストTがリセットされ、自励発振の作用でQ<sub>1</sub>が

ターンオンすることになる。

【0016】この発明のリングティングチャーブコンバータでは、負荷電流が大きい領域においては、トランジストTの蓄積エネルギーがリセットされない状態で動作しているので(連続モード動作という)、トランジストTやスイッチングトランジスタQ<sub>1</sub>および整流ダイオードD<sub>1</sub>の利用効率が上がり、従来の回路と同一の負荷電流において、1次巻線L<sub>1</sub>に流れる入力電流I<sub>c</sub>のピーク値および実効値とともに従来回路より小さくなる。

【0017】この発明の第2の実施例の回路構成を図4に示している。これは基本となる図2の回路につきの2点の回路要素を付加している。その1つは、制御用トランジスタQ<sub>3</sub>のコレクタ側にコレクタ電流と順方向のダイオードD<sub>2</sub>を接続した点である。もう1つは、トランジスタQ<sub>3</sub>のベースとベース巻線L<sub>3</sub>とを結ぶ抵抗R<sub>3</sub>と並列にダイオードD<sub>3</sub>・抵抗R<sub>4</sub>の直列回路を接続した点である。ダイオードD<sub>3</sub>の方向性は、これを通してコンデンサC<sub>3</sub>に充電電流が流れ、コンデンサC<sub>3</sub>の充電電圧により制御用トランジスタQ<sub>3</sub>が逆バイアスされるように選ばれている。

【0018】ダイオードD<sub>2</sub>は、スイッチングトランジスタQ<sub>1</sub>のオン時にベース巻線L<sub>3</sub>に生じる電流が制御用トランジスタQ<sub>3</sub>のコレクタ・ベースのPN接合を通してリークするのを防止するために設けた。これにより、ベース巻線L<sub>3</sub>に生じる電流がスイッチングトランジスタQ<sub>1</sub>に効果的に正帰還される。

【0019】ダイオードD<sub>3</sub>は、スイッチングトランジスタQ<sub>1</sub>のオン時にベース巻線L<sub>3</sub>に生じる電流によってコンデンサC<sub>3</sub>を急速充電し、できるだけ速やかに制御用トランジスタQ<sub>3</sub>をカットオフするため設けた。これにより動作の高速化が実現できる。

【0020】この発明のリングティングチャーブコンバータを実施する場合、トランジストTとしては、1次巻線L<sub>1</sub>に流れる電流が小さい領域でインダクタンスがより大きくなる非線形特性的ものを使用することが望ましい。その理由をつぎに説明する。負荷電流が大きい領域でスイッチング周波数がいたずらに高くならないように設計するには、インダクタンスの大きなトランジストを使用する方がよい。その方がターンオン時の入力電流の増加率が小さくなり、したがって周波数が低くなる。しかし本発明のリングティングチャーブコンバータを設計する上で、インダクタンスの大きなトランジストを使用すると、負荷電流が大きい領域ではターンオン時の初期電流△<sub>i</sub>(図3)が大きいので、Q<sub>1</sub>を強制的にターンオンさせるために必要なドライブ電力が大きくなり、そのためターンオン損失が大きくなる。またトランジストが飽和する可能性が高まるので、コアボリュームの大きくする必要性に迫られる。そこで1次巻線L<sub>1</sub>に流れる電流が大きくなるとインダクタンスが小さな非線形特性的トランジストを使用する。そうすれば負荷電流が大きい領域において、強

制的ターンオンに伴うドライブ電力が小さくてすみ、ターンオン損失を小さくできる。またトランステの能和に対する余裕が大きくなるので、トランスを小型化することができる。このような特性的トランスは、図5に示すように、コアの要所に段差のあるギャップGを設けることで実現できることが知られている。

【0021】なお図2および図4に示した実施例の回路は、制御用トランジスタQ3とコンデンサC3および抵抗R3という組合せでターンオン時期制御系に求められている回路機能をきわめて合理的に実現している。しかし本発明はこの実施例の構成に限られるものではなく、「スイッチングトランジスタのターンオフ時の回路動作の変化を検出し、その後出時間からあらかじめ設定された所定時間後に前記スイッチングトランジスタを強制的にターンオンさせる」という回路機能はさまざまな方式で実現できる。

## 【0022】

【発明の効果】以上詳細に説明したように、この発明によれば、リングギングチョークコンバータの基本回路にごく簡単なターンオン時期制御系を付加することで、負荷電流が大幅に変化しても、スイッチング周波数の変動幅を小さな範囲に抑制することができ、効率を向上できるとともにノイズ特性を改善できる。

## 【図面の簡単な説明】

【図1】従来の代表的なリングギングチョークコンバータの回路構成図である。

【図2】この発明の一実施例によるリングギングチョークコンバータの回路構成図である。

【図3】図3の実施例回路の要部の波形図である。

【図4】この発明の他の実施例によるリングギングチョークコンバータの回路構成図である。

【図5】この発明のリングギングチョークコンバータに適用するトランスのコアを示す図である。

## 【符号の説明】

Q1 スイッチングトランジスタ

Q2 制御用トランジスタ

T トランス

L1 1次巻線

L2 2次巻線

L3 ベース巻線

R2 抵抗a

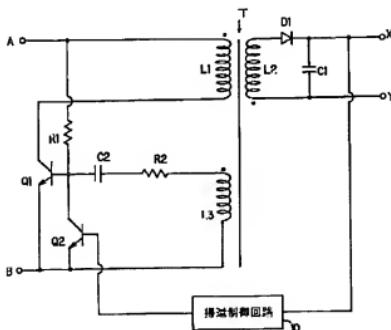
C2 コンデンサb

Q3 トランジスタc

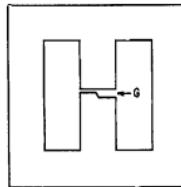
R3 抵抗d

C3 コンデンサe

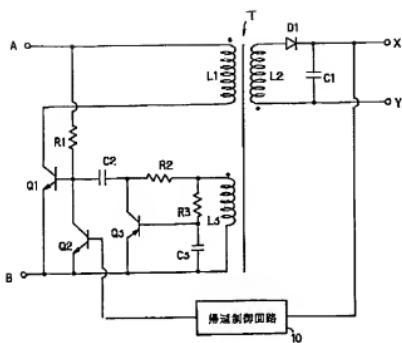
【図1】



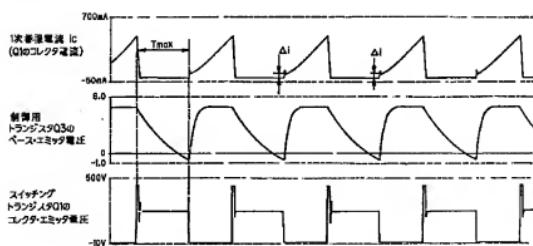
【図5】



【図2】



【図3】



【図4】

